

BE 674341 (1)
42T2E5-

NL 6600727 (2)

DE BELGIQUE 374341⁴² 726

-1- 1ST NON NL-

N° 674.341

42T2E5



Classification Internationale:

lecture le :

13-4-1966

MINISTÈRE DES AFFAIRES ÉCONOMIQUES

BREVET D'INVENTION

Le Ministre des Affaires Economiques

Vu la loi du 24 mai 1854 sur les brevets d'invention;

Vu la Convention d'Union pour la Protection de la Propriété Industrielle;

Vu le procès-verbal dressé le 27 décembre 1965 à 15 h. 20

au Service de la Propriété industrielle;

ARRÊTE:

Article 1. — Il est délivré à la Sté dite: INTERNATIONAL BUSINESS MACHINES CORPORATION,
Armonk, 10.504, New York (Etats-Unis d'Amérique),
repr. par L.M.J. Gevers & Cie à Bruxelles,

un brevet d'invention pour : Dispositif d'analyse de la parole destiné
à un système d'identification de la parole,

qu'elle déclare avoir fait l'objet d'une demande de brevet
déposée aux Etats-Unis d'Amérique le 22 janvier 1965 au
nom de Mr G.L.Clapper dont elle est l'ayant droit.

Article 2. — Ce brevet lui est délivré sans examen préalable, à ses risques et
périls, sans garantie soit de la réalité, de la nouveauté ou du mérite de l'invention, soit
de l'exactitude de la description, et sans préjudice du droit des tiers.

Au présent arrêté demeurent joints un des doubles de la spécification de l'invention
(mémoire descriptif et éventuellement dessins) signés par l'intéressé et déposés à l'appui
de sa demande de brevet.

Bruxelles, le 14 janvier 1966

PAR DÉLÉGATION SPÉCIALE :

Le Directeur Général,

J. HAMELS.

QCTR. FAM.

674341

D. 6604

CCB/rb

MEMOIRE DESCRIPTIF

Déposé à l'appui d'une demande de

BREVET D'INVENTION

par la Société dite

INTERNATIONAL BUSINESS MACHINES CORPORATION

pour

DISPOSITIF D'ANALYSE DE LA PAROLE DESTINE A

UN SYSTEME D'IDENTIFICATION DE LA PAROLE

Sous les bénéfices de la Convention Internationale de 1883,
en égard à la demande de brevet déposée aux Etats-Unis d'Amérique le
22 Janvier 1965, sous le No. 427.371, au nom de :

- GENUNG L. CLAPPER

La présente invention concerne les systèmes d'analyse et d'identification de la parole et, plus particulièrement, un système capable de détecter les transitions des formants et d'identifier les consonnes.

Les demandes de plus en plus grandes dans le domaine des systèmes d'identification de la voix résultent de la nécessité d'accélérer les communications de données dans tous les domaines de l'industrie et, en particulier, dans les opérations en temps réel pour lesquelles la communication vocale entre en jeu.

Les systèmes sensibles à la voix de l'art antérieur n'ont rencontré que peu de succès dans des domaines où l'identification de la voix

07431

et la réponse étaient limitées à des sons spécifiques, en particulier ceux utilisés pour l'identification de caractères numériques, de certains mots alphabétiques et dans des limites assez restreintes à quelques mots déterminés. Ces systèmes ont été améliorés en vue de permettre un accroissement correspondant au nombre de mots utilisés, mais ces améliorations n'ont été possibles que grâce à l'emploi d'un appareillage plus important et plus encombrant pour les systèmes d'identification de la parole, et pour l'emmagasinage. En dépit de ces améliorations, les systèmes étaient limités à des voix présentant des caractéristiques très voisines et le fait de s'écarter légèrement de ces caractéristiques entraînait une réduction correspondante de l'efficacité du système. Pour améliorer l'efficacité de ces systèmes, on leur a adjoint un appareil réglable servant à compenser les pertes résultant de variation dans l'émission des mêmes mots parlés. D'autres perfectionnements encore effectués dans les dispositifs de l'art antérieur ont permis d'obtenir une plus grande résolution et la possibilité de tenir compte des variantes dans les caractéristiques de la voix de différents individus, de sorte que l'appareil est devenu capable d'analyser et d'identifier un nombre plus important de mots différents. L'augmentation des possibilités de ces systèmes s'accompagnait d'une augmentation du nombre des éléments d'emmagasinage, ce qui les rendait souvent encombrants et coûteux.

La présente invention évite les inconvénients des systèmes de l'art antérieur par utilisation d'un système capable de détecter les transitions des formants sur la base des coordonnées fréquence et temps. En outre, la présente invention comporte un appareil de détection de sons fricatifs et voisés capable de détecter dans ces formants la présence de consonnes et de fournir ainsi des caractéristiques vocales présentant une plus grande signification et que l'on peut aisément réunir en un système de code beaucoup plus restreint que ceux utilisés dans les systèmes de l'art antérieur.



Sur le dessin :

La figure 1 est le schéma du système montrant les principales sections de l'invention.

La figure 2 montre comment doivent être disposées les figures 2a à 2f qui représentent en détail le système conforme à l'invention.

La figure 3 représente en détail le pré-amplificateur

La figure 4 représente en détail le dispositif de commande de gain automatique.

La figure 5 représente en détail le détecteur de pente.

La figure 6 montre certains éléments actifs de l'un des 14 sélecteurs de fréquence.

La figure 7 représente un détail du redresseur

La figure 8 représente un détail du détecteur d'équilibre ou d'égalité.

La figure 9 représente en détail un circuit NON ET

La figure 10 représente un détail du sélecteur de sons fricatifs

La figure 11 montre un détail d'un inverseur intégrateur connecté au sélecteur de sons fricatifs

La figure 12 montre un détail du sélecteur de voix

La figure 13 montre un détail d'un inverseur intégrateur connecté au sélecteur de voix

La figure 14 montre en détail le basculeur de commande de parole

La figure 15 montre un détail d'un dispositif de mise en forme et d'intégration des impulsions.

La figure 16a montre un détail du circuit différentiateur

La figure 16b est un diagramme des temps montrant l'action des différentiateurs

La figure 17 montre un détail d'un circuit de verrouillage.

Comme on l'a déjà vu dans le brevet français n°1405489 déposé par la demanderesse en France le 17 Juin 1964, sous le titre "Système d'analyse de la parole" un formant est une série de pointes d'énergie intimement reliées aux maxima locaux. Dans la bande de fréquence de la parole du spectre sonore, pour un instant de temps donné il existe ordinairement de une à quatre de ces concentrations d'énergie, ou formants, résultant du passage de l'air à travers la bouche et le nez du système générateur de son de l'homme. Tandis que les mots se forment, ces concentrations d'énergie s'étalent, se fondent ou s'effacent complètement.

En conséquence, la présente invention a pour objet essentiel un système perfectionné d'identification de la parole fournissant sous une forme plus resserrée un plus grand nombre de caractéristiques significatives de la parole, ce qui réduit le volume des systèmes d'emmagasinage alors nécessaires par rapport à ceux utilisés dans les systèmes d'identification de la parole de l'art antérieur.

Un autre objet de la présente invention consiste à développer celles des caractéristiques de la voix qui sont nécessaires à l'identification des paroles exprimées plutôt que de la personne qui les a exprimées.

Un autre objet consiste à détecter certaines caractéristiques des sons vocaux qui permettent l'identification des consonnes, ce qui entraîne une identification plus précise du mot parlé.

Un autre objet réside dans la réalisation de dispositifs nouveaux et d'un procédé nouveau pour combiner les caractéristiques des formants avec des énergies fricatives et voisées pour obtenir dans le spectre de la parole les caractéristiques vocales représentant les consonnes.

D'autres objets et avantages caractéristiques de la présente invention ressortiront de l'exposé qui suit fait en référence au dessin annexé à ce texte qui représente des modes de réalisation préférés de l'invention.

674341

5
C

La figure 18 montre un détail d'un circuit connecté aux sorties des circuits de verrouillage de mémoire.

La figure 19 montre un détail d'un circuit OU

La figure 20 montre en détail un circuit ET

La figure 21 représente en détail un inverseur double

La figure 22 représente en détail un circuit NI connecté à la sortie des inverseurs doubles.

Dans le brevet mentionné plus haut, les formants sont détectés et emmagasinés dans une matrice dans laquelle les coordonnées de référence sont basées sur la fréquence et le temps. Ce système permettait une bonne identification de la parole, mais les exigences de mémoire y sont importantes. En outre, la détection des consonnes y est relativement difficile et dans certains cas inexacte.

C Dans la présente invention, on utilise des moyens nouveaux en pour détecter les transitions des formants et pour obtenir un enregistrement plus simple. En outre, les dispositifs de détection de sons fricatifs et voisés utilisent les maxima locaux des formants pour détecter la présence de consonnes, ce qui permet d'obtenir des codes caractéristiques de la voix dont la signification plus précise facilite l'identification. Il s'est avéré que les codes produits par ce système ne varient pas autant d'une personne à l'autre que les codes produits par les systèmes de repérage des formants de l'art antérieur.

L'invention va maintenant être décrite dans son ensemble. Si l'on se réfère à la figure 1, les sons vocaux ou sons faisant partie du spectre de la parole pénètrent dans le système par l'intermédiaire d'un microphone 1 qui transforme les sons vocaux en une énergie électrique, laquelle est à son tour amplifiée par le pré-amplificateur 2. Il est prévu un dispositif de commande de la sensibilité d'entrée 3 qui sert à éliminer les sons parasites. Le pré-amplificateur 2 communique avec un dispositif 35 de commande automatique du gain qui assure un réglage dynamique du gain afin

674341

6 7

de maintenir constante la sortie du pré-amplificateur. Cette sortie se présente sous la forme d'une enveloppe condensée comprimée de la parole, qui est appliquée à une ligne de sortie 30 connectée à un système FS d'analyse de la fréquence, lequel comporte un certain nombre de sélecteurs de fréquence qui sont chacun accordés sur une bande de fréquences particulière comprise entre 3750 cycles par seconde et 260 cycles par seconde. Le spectre de la parole établit suivant une échelle logarithmique se divise symétriquement de part et d'autre de 1000 cycles. Il est également prévu un sélecteur de sons fricatifs, lequel est essentiellement constitué par un filtre passe-haut à large bande qui couvre des fréquences comprises entre 4000 et 10000 cycles par seconde. Le système comporte également un sélecteur de voix, constitué essentiellement par un filtre passe-bas à large bande qui couvre les fréquences comprises entre 100 et 250 cycles par seconde. Les fréquences du spectre comprises entre 250 et 3750 cycles par seconde sont divisées en 14 bandes sur lesquelles sont accordés les sélecteurs de fréquence. Grâce à ces sélecteurs de fréquence et à un dispositif qui lui est associé et qui sera décrit en détail par la suite, les maxima locaux (formants) correspondant aux énergies de pointe présentes dans le spectre vocal sont détectés par un système de repérage des formants FL (qui comporte des redresseurs, des détecteurs d'égalité, des circuits ET et des dispositifs de mise en forme et d'intégration des impulsions). La présence de ces formants est signalée à un système de détection et d'emmagasinage de transitions des formants FTS dans lequel les passages des formants d'une bande de fréquences à l'autre sont détectés par un procédé de comparaison par différentiation dans le temps et par coïncidence dans le temps. Ce système de détection des transitions comporte également des circuits de verrouillage de mémoire convenables destinés à l'emmagasinage des formants transitoires. Les formants qui apparaissent sous forme de niveaux d'énergie constante sont détectés dans un dispositif de détection et d'emmagasinage des formants invariables ISD. D'une manière générale, tandis que les formants

... : : ... : ...

se développent, les transitions possibles sont les suivantes :

Un maximum local M_i peut prendre fin et la bande de fréquence immédiatement inférieure peut amorcer une transition M_j ; la transition M_i à M_j sera appelée "transition décroissante" et portera la désignation $L_i P_j$. Cette transition est emmagasinée dans un circuit de verrouillage portant la désignation S .

Un maximum local M_i peut prendre fin et la bande de fréquences immédiatement supérieure peut amorcer une transition M_h . On appellera la transition de M_i à M_h "transition croissante" et elle portera la référence $M_i R_h$. Cette transition est emmagasinée dans un circuit de verrouillage portant la désignation correspondante R .

Un maximum local M_i peut prendre fin sans que ni la bande immédiatement supérieure, ni la bande immédiatement inférieure ne subisse de transition lorsque s'achève le maximum local, auquel cas celui-ci entre dans la catégorie des niveaux constants et porte la désignation $M_i S$. Ce maximum local est emmagasiné dans un circuit de verrouillage portant la désignation correspondante S .

La détection de la fin des formants est assurée par un certain nombre de différentiateurs DF_i (au nombre de 14) à raison d'un pour chacune des bandes de fréquences qui constituent le spectre vocal. Un second groupe de différentiateurs, qui portent les références $D_2 P_i$ (au nombre de 14), en association avec d'autres dispositifs qui seront décrits par la suite, servent à détecter la présence de formants constants (invariables).

Les sorties de ces différentiateurs sont envoyées dans les circuits de verrouillage correspondants qui fournissent les indications de conditions transitoires décroissantes et croissantes, et de conditions constantes, indicatrices des vecteurs, au nombre de 40, qui représentent les voyelles dans le spectre de la parole.

La présente invention comporte également des moyens permet-

tant de détecter des énergies indicatrices des caractéristiques vocales représentant des consonnes dans le spectre de la parole. Si l'on se réfère à la figure 1, les énergies représentant les sons fricatifs et voisés sont envoyées dans les analyseurs de fréquence correspondants dont les sorties sont dirigées, par l'intermédiaire d'un premier dispositif d'intégration et de là dans un second dispositif d'intégration. Le signal de sortie fricative FO, et le signal de sortie voisée VO sont envoyés dans un dispositif de commande de sons fricatifs et voisés FVD, dans lequel un dispositif d'inversion double et des circuits logiques à coïncidence associé permettent l'émission de signaux représentant les états d'énergie fricative et voisée suivants :

- 1 - F.V̄ : énergie fricative, sans énergie voisée
- 2 - F̄.V : énergie voisée, sans énergie fricative
- 3 - F.V : présence simultanée d'énergies fricative et voisée
- 4 - F̄.V̄ : absence simultanée d'énergies fricative et voisée

Ces quatre conditions représentent les quatre principales catégories de consonnes :

- 1 - Fricatives et sifflantes : f, s, sh, k, t, ch
- 2 - Consonnes voisées ou liquides : w, b, g, m, l, y
- 3 - Consonnes fricatives et voisées : v, z, zh, j, dj, d
- 4 - Consonnes aspirées non voisées : h, k, p

Les consonnes sont en outre caractérisées par la présence ou l'absence d'une pointe d'énergie qui est détectée par contrôle de la pente du signal de contrôle automatique du gain (AGC) et pour cela on fait

passer la sortie du dispositif AGC 35 par la ligne 37 au détecteur de pente 145 dont la sortie est appliquée, par l'intermédiaire du circuit ET

120r, à la ligne 148 et emmagasinée dans un circuit de verrouillage approprié faisant partie d'une matrice d'emmagasinage de consonnes C'S. Le dispositif C'S combine les énergies de formants provenant du système de repérage de formants SL avec les quatre conditions qui représentent les diffé-

67441

9

rentes catégories de consonnes, pour donner un total de 15 vecteurs qui représentent les divers sons consonnes du spectre vocal. Les énergies des formants sont transmises dans la matrice des consonnes CWS par l'intermédiaire de cinq lignes, SDA à SDE, sous la commande d'un dispositif d'excitation des formants SD dans lequel les formants sont introduits par l'intermédiaire des lignes M1a à M13a. Le signal de pointe porté par la ligne 148 est également ~~emmagasiné~~ dans un circuit de verrouillage approprié, pour donner un bit d'information supplémentaire permettant l'identification de la consonne. Ce mode de réalisation de la présente invention fournit donc 56 vecteurs représentant toutes les caractéristiques vocales qui correspondent aux divers éléments parlés à identifier.

Avant de passer à la description du fonctionnement général de l'invention, il convient d'examiner en détail les divers éléments utilisés dans le cours de la description. Ces éléments comportent le pré-amplificateur, le dispositif de commande automatique (AGC) les sélecteurs de fréquence, le sélecteur de sons fricatifs, les sélecteur de sons voisés, les intégrateurs inverseurs du sélecteur de sons fricatifs et du sélecteur de sons voisés, des redresseurs, des détecteurs d'égalité, des circuits ET, des émetteurs-suiveurs, des dispositifs de mise en forme et d'intégration des impulsions, des différentiateurs, des circuits NI, des circuits OU, des inverseurs doubles, des circuits de verrouillage, un basculeur de commande de conversation et des circuits à retard.

Le rôle du pré-amplificateur 2 consiste à amplifier les signaux de niveau bas provenant du microphone 1 et d'émettre, en association avec le dispositif de commande automatique du gain qui sera décrit par la suite, un signal de sortie uniforme. Si, l'on se réfère à la figure 3, le pré-amplificateur comporte essentiellement cinq transistors de type PNP 5, 15, 20, 25 et 29 dans le réseau présenté. Les deux premiers transistors 5 et 15 servent essentiellement à amplifier les formes d'ondes incidentes transmises par le microphone 1. Le dispositif de commande de la sensibilité

0741

10

C

3 sert à commander le gain du premier transistor 5, la sortie amplifiée du second transistor 15 est couplée au troisième transistor 20 qui, en association avec le quatrième transistor 25 constitue un amplificateur de tension présentant des propriétés de compression. La sortie du transistor 25 est appliquée, par l'intermédiaire du condensateur 26, au transistor 29 qui sert d'élément d'excitation afin de fournir un trajet de faible impédance aux sélecteurs de fréquences FO à F15 par l'intermédiaire de la ligne 30. La sortie du transistor 25 est également appliquée au dispositif de commande automatique du gain 35 par l'intermédiaire de la ligne 51.

Le dispositif de commande automatique du gain 35 représenté sur la figure 5 a pour rôle de produire une tension de commande automatique du gain qui est appliquée au pré-amplificateur 2 ainsi qu'aux bornes de l'indicateur 36, lequel fournit une indication visuelle du moment où la tension dépasse une limite de seuil prédéterminée ; cette tension de commande est envoyée dans un transistor 50 ce qui fait varier son impédance effective, et elle est transmise, par l'intermédiaire de la ligne 51, au pré-amplificateur, plus spécifiquement à la base du transistor 29 par l'intermédiaire de la ligne 28, et au collecteur 24 du transistor 25 par l'intermédiaire du condensateur de couplage 26.

Le fonctionnement normal du circuit de commande automatique du gain est fixé à plus ou moins 0,4 volt, ce qui constitue la marge sur laquelle est réglé le dispositif 3 de commande de la sensibilité du pré-amplificateur 2.

La surcharge maximum que l'on peut imposer au dispositif de commande automatique du gain est de $\pm 0,5$ volt, et la valeur de seuil est fixée à $\pm 0,3$ volt. Lorsqu'une excursion positive dépasse 0,3 volt, le transistor 41 devient conducteur et rend conducteur le transistor 47 qui émet un signal de sortie en direction du transistor intégrateur 52. Par contre, lorsqu'une excursion négative dépasse -3 volts, le transistor 44 est conducteur et applique un signal d'entrée correspondant au transistor

... ..

amplificateur 2 est appliquée au transistor 83 par l'intermédiaire d'un atténuateur 82. La sortie de ce dernier est amplifiée par le transistor 94 dont la sortie est appliquée au transistor 86 par l'intermédiaire du filtre en T jumelé 88. Ainsi donc, pour toutes les fréquences autres que la gamme de fréquences choisie, les signaux d'entrée appliqués aux transistors 83 et 86 sont sensiblement égaux, si bien que le gain est relativement faible. Pour la fréquence sélectionnée, le filtre en T jumelé 88 laisse passer de très petits signaux si bien que la sortie de l'amplificateur est maximum. Le signal de sortie apparaît sur la ligne 95, et il est appliqué au système de repérage des formants par l'intermédiaire du condensateur 96 et de la ligne 97.

Si l'on se réfère à la figure 10, le détecteur de sons fricatifs 60 sert à extraire les bruits de haute fréquence du signal sonore qui lui est appliqué et qui apparaît sur la ligne 30. Le sélecteur de sifflantes comporte essentiellement un atténuateur 61, un transistor d'excitation 62 et un amplificateur de différence constitué par les transistors 65 et 66 et par un réseau à retard 67 comportant une inductance 67a et un condensateur 67b. La sortie de l'amplificateur de différence est constituée par des signaux de bruit de haute fréquence supérieure à 4 kc/sec.

La sortie du sélecteur de sons fricatifs est appliquée par l'intermédiaire d'un condensateur 69 à un intégrateur inverseur 70 représenté sur la figure 11. Cet intégrateur inverseur comporte un réseau de polarisation qui permet d'établir une limite de seuil, de sorte que seuls les signaux de bruit qui dépassent cette limite sont admis et appliqués au transistor 72. Le signal de sortie de ce dernier est appliqué à un circuit intégrateur 73 constitué par une diode 74 et un condensateur 75. Le signal partiellement intégré apparaissant sur le circuit d'intégration 73 est alors appliqué à un circuit ET 1200 qui sera décrit en détail par la suite.

Le sélecteur de sons voisés 59 est un filtre passe-bas à large bande qui a pour rôle de provoquer une coupure au dessous de 100

d'intégration 52. La sortie du transistor 52 fait donc varier l'impédance du transistor à impédance variable 50, et la sortie de ce dernier est alors appliquée par l'intermédiaire de la ligne 51 à l'entrée du transistor 29 et au collecteur du transistor 25 du pré-amplificateur 2. La sortie du transistor 52 est également appliquée à la ligne de sortie 37, laquelle est connectée au détecteur de pente 145.

Les 14 sélecteurs de fréquence 80 ont pour rôle de fournir une caractéristique passe bande très raide pour une gamme de fréquences prédéterminée indiquée dans le tableau ci-dessous.

<u>Sélecteur</u>	<u>Fréquence moyenne</u>	<u>Limites inférieure et supérieure.</u>
F1	3400	3120 - 3750
F2	2840	2590 - 3120
F3	2340	2140 - 2590
F4	1940	1765 - 2140
F5	1590	1458 - 1765
F6	1325	1192 - 1458
F7	1060	970 - 1192
F8	880	800 - 970
F9	720	655 - 800
F10	590	535 - 655
F11	480	444 - 535
F12	408	375 - 444
F13	340	312 - 375
F14	284	260 - 312

Si l'on se réfère à la figure 6, les sélecteurs de fréquence 80 comportent les transistors 83 et 86 qui servent d'amplificateurs de différence, un réseau de filtrage en T jumelé et un transistor amplificateur de sortie 94. En fonctionnement, l'entrée sonore provenant du pré-

07401

13

cycles afin d'éliminer le bourdonnement des 60 cycles. Le sélecteur de voix couvre la gamme des fréquences vocales comprises entre 100 et 250 cycles, tant pour les hommes que pour les femmes. Il est extrêmement sensible aux éléments de la parole tels que les arrêts de la voix, c'est-à-dire les effets de voix obtenus lorsque les lèvres sont fermées. Si l'on se réfère à la figure 12, le sélecteur de sons voisés 59 est essentiellement constitué par un filtre passe-bas 53 connecté à un transistor 55 qui joue essentiellement le rôle d'un émetteur suiveur. La sortie de ce dernier est appliquée à un transistor monté en base commune 56, qui joue le rôle d'amplificateur de tension pour donner un signal de sortie sinusoïdal accru.

Ce signal de sortie est appliqué à un intégrateur inverseur 70a, représenté sur la figure 13, par l'intermédiaire d'un condensateur 57. L'intégrateur inverseur est essentiellement un réseau d'intégration comportant un transistor 58 qui fournit un niveau de sortie ne comportant qu'une très faible proportion de bruit.

Le système de repérage des formants est constitué des trois éléments de base suivants : le redresseur 100, le détecteur égalité 110 et les circuits NON ET négatifs 120. Le redresseur 100 a pour rôle de transformer le signal de sortie du sélecteur de fréquences en un niveau de tension continu proportionnel à la ~~sortie alternative de pointe à pointe~~ du sélecteur de fréquences.

Si l'on se réfère à la figure 7, le redresseur 100 comprend essentiellement une résistance limitatrice 102, une diode 103 et un transistor NPN 104 monté en émetteur suiveur et comportant à sa sortie une résistance limitatrice 106 et un condensateur de filtrage 107 connecté à la masse. La diode 103, en association avec le transistor 104, sert de doubleur de tension pour charger le condensateur de filtrage 107 à la valeur totale de pointe à pointe, du signal d'entrée alternatif.

Si l'on se réfère à la figure 8, le détecteur d'équilibre 110 comporte les transistors 112 et 115 qui sont montés de façon repré-

674341

sentée le dispositif servant d'amplificateur d'équilibre, et le transistor 117 étant connecté en commun aux émetteurs des transistors 112 et 115. Grâce à ce montage, le transistor 117 sert d'élément de commande pour limiter la circulation du courant dans les transistors 112 et 115.

La fonction essentielle du détecteur d'égalité est de comparer les sorties continues provenant de deux redresseurs voisins. Par exemple, la sortie du redresseur R2 apparaissant sur la ligne 108 est appliquée au transistor 112 du détecteur d'égalité n°2, tandis que la sortie du second redresseur R3 apparaissant sur la ligne 108a est appliquée au transistor 115. Pour mieux comprendre le rôle du détecteur d'équilibre, on considérera tout d'abord la condition pour laquelle les niveaux continus appliqués sont d'amplitudes égales. Dans ces conditions, et si l'on considère le fait que le rôle du transistor 117 est de limiter à 4 milliampères le courant total circulant dans les transistors 112 et 115, il s'ensuit que, en raison de l'égalité des niveaux continus, il circule des courants égaux dans les deux transistors 112 et 115, ce qui limite à 2 milliampères le courant circulant dans chacun de ces transistors. Le courant de 2 milliampères traverse les résistances associées 113 et 114, de 2 kilohms, dans lesquelles il se produit une chute de 4 volts, ce qui met le potentiel de la sortie à +2 volts au dessus de la masse, potentiel que l'on considère comme condition inactive du dispositif.

Le dispositif est actif lorsqu'une ou l'autre des deux entrées apparaissant sur les lignes 108 et 108a est supérieure à l'autre.

Par exemple, on considère le cas où l'entrée du transistor 112 est supérieure à celle du transistor 115. Dans ce cas, le transistor 112 attire pratiquement la totalité du courant qui apparaît à la sortie du transistor 117, soit approximativement 4 milliampères. Dans ces conditions, la chute de tension dans la résistance 113 de 2 kilohms à la sortie du transistor 112 est sensiblement égale à 8 volts, ce qui donne un signal actif à -2 volts au dessous de la masse.

: : : : : : : : : : : :

Par ailleurs, lorsque l'entrée du transistor 115 est supérieure à l'entrée du transistor 112, le courant circulant dans le transistor 115 provoque une chute de 8 volts dans la résistance de sortie 114, ce qui donne un signal actif de -2 volts au dessous de la masse.

La sortie active du détecteur d'équilibre indique l'existence d'une inégalité entre les deux signaux de sortie des redresseurs qui lui sont appliqués. Par exemple, le détecteur d'équilibre n°2 émet un signal de sortie qui indique que la sortie du redresseur n°2 est supérieure à celle du redresseur n°3 ($R2 > R3$), ou que la sortie du redresseur n°3 est supérieure à celle du redresseur n°2 ($R3 > R2$).

Les circuits ET négatifs 120 servent à déterminer la conjonction de deux inégalités représentativ d'un maximum local. Les sorties de deux détecteurs d'égalité voisins, par exemple, les détecteurs d'égalité n°2 et 3, sont appliquées au circuit négatif n°3 qui établit la présence d'un maximum local sur sa ligne de sortie indiquant que la sortie du redresseur n°3 est supérieure à celles des redresseurs n°2 et n°4.

Les sorties des détecteurs d'égalité (c'est-à-dire deux sorties de chacun des détecteurs d'égalité 1 à 14) sont appliquées aux circuits ET négatifs 120.

Comme le montre la figure 2a, les sorties des détecteurs d'équilibre 110 sont appliquées à chacun des circuits ET négatifs 120 par exemple, les sorties du détecteur d'équilibre n°2 sont appliquées aux circuits ET négatifs n°2 et n°3. Un circuit ET négatif a pour rôle de détecter la coïncidence de signaux actifs négatifs émis par les détecteurs d'égalité.

Le circuit ET négatif 120, qui est représenté en détail sur la figure 9, comporte un réseau d'entrée constitué de trois diodes d'entrée 121, 122 et 326, d'une résistance 123 et d'un transistor 124 auquel le réseau d'entrée est connecté de la façon représentée.

En fonctionnement, on considèrera le cas où les deux entrées du circuit ET négatif sont actives (c'est-à-dire que les signaux de sortie

des détecteurs d'égalité sont constituées de signaux négatifs inférieurs à la masse) et où un signal est appliqué à la diode 326. Dans ces conditions, les trois diodes 121, 122 et 326 sont polarisées à l'inverse, ce qui provoque dans le transistor 124 le passage d'un courant de l'émetteur 124a, à travers la base et la résistance 123, à une source de -12 volts. Il en résulte le passage d'un courant dans le transistor de l'émetteur à la source de -12 volts par l'intermédiaire du collecteur 124b et de la résistance 125. En raison du passage de ce courant, si bien qu'il apparaît sur la ligne 126 un signal de sortie indiquant la présence du maximum local.

Lorsque l'une ou l'autre des deux entrées des diodes 121 et 122 est positive au moment où il apparaît un signal dans la diode 326, le potentiel à la base du transistor 124 devient supérieur à la masse si bien que ce transistor cesse d'être conducteur et provoque une chute de tension à -12 volts à la sortie de celui-ci, ce qui indique un état de coupure. Les signaux de sortie des divers circuits ET négatifs 1 à 14 représentant des maxima locaux sont appliqués au dispositif de mise en forme et d'intégration des impulsions 130 qui, comme on l'a vu plus haut, ont pour but d'éliminer le brouillage (c'est-à-dire la présence d'impulsions transitoires indésirables) des signaux représentant des maxima locaux.

Le dispositif de mise en forme et d'intégration des impulsions (IPF 130) a pour rôle d'éliminer les impulsions transitoires présentes dans les signaux incidents appliqués au système et d'émettre un signal de sortie intégré et mis en forme. Le dispositif IPS 130 représenté sur la figure 15a comporte les transistors 134 et 136, ainsi qu'un réseau d'intégration 131 à l'entrée d'un transistor 134 et une boucle de réaction 137 partant de la sortie du transistor 136 à l'entrée du transistor 134. Le réseau de réaction comporte un circuit diviseur à résistances présentant des caractéristiques d'hystérésis.

L'effet d'hystérésis représenté sur la figure 15b peut être décrit de la façon suivante. Un signal courant continu à croissance linéaire

674341

17

C

lorsqu'il est appliqué au réseau d'entrée du dispositif de mise en forme et d'intégration, suit la boucle d'hystérésis en commençant par le point A de la boucle et s'élève progressivement jusqu'au point B tandis que la tension passe de -12 volts à une valeur approximativement égale à -4 volts. Pour une tension dépassant légèrement -4 volts, la sortie du collecteur du transistor 136 s'élève brusquement du point B au point C, et toute faible variation de la tension au point C ne modifie pas l'amplitude de la tension de sortie au niveau du collecteur 136. Pour faire cesser le signal de sortie, il faut abaisser la tension d'entrée à une valeur proche de -8 volts, valeur pour laquelle la tension de sortie retombe brusquement du point D au point E de la boucle d'hystérésis.

Dans le cas de signaux alternatifs, il se produit une intégration grâce au circuit constitué par la résistance d'entrée et par le condensateur monté entre la base et le collecteur du transistor 134. Grâce à ce circuit, les signaux alternatifs sont intégrés à une entrée continue effective, et auront sensiblement l'effet d'hystérésis qui vient d'être expliqué.

L'aspect de mise en forme de l'impulsion de ce circuit est dû à la boucle de réaction positive 137 qui relie le collecteur du transistor 136 à la base du transistor 134. Lorsque le potentiel d'entrée s'élève à -4 volts, le transistor 134 devient conducteur, si bien que la tension du collecteur retombe à une valeur inférieure à la masse. Il en résulte la conduction du transistor 136, ce qui provoque une élévation du signal apparaissant au collecteur du transistor 136, signal qui est renvoyé par l'intermédiaire de la boucle de réaction 137 pour renforcer la conduction du transistor 134. Il en résulte une excursion positive brusque du bord avant de la forme d'onde de sortie sur la ligne M. Lorsque l'entrée retombe à une valeur effective de -8 volts, le transistor 134 passe à l'état de coupure, ce qui provoque l'élévation de la tension du collecteur du transistor 136 est renforcée par l'intermédiaire de la boucle 137 au transistor 134, afin d'en renforcer l'état de coupure. L'excursion brusque qui en résulte assure une

074341

coupure brusque du bord arrière de la forme d'onde de sortie. De cette manière, la sortie IPS est une forme d'onde nette, sensiblement une onde carrée avec des fronts avant et arrière très raides.

Les différentiateurs DF et D_2F sont analogues et ne diffèrent que par la constante de temps qui détermine la longueur de l'impulsion émise. Les différentiateurs DF et D_2F sont respectivement référencés DF1 à DF14 et D_2F1 à D_2F14 . L'unité DF 330 représentée sur la figure 16a est constituée d'un circuit de différentiation d'entrée 332 comportant une diode isolante polarisée 332a pour empêcher que l'unité DF ne soit excitée par des pointes de bruit. Deux transistors 335 et 338 forment un circuit monostable de production d'impulsions dont la durée est fonction du produit RC du circuit de synchronisation 340 associé à la base du transistor 338. Le condensateur de chronométrie 340a est isolé de la ligne de sortie par une diode 341, de manière à ne pas surcharger la sortie. Le signal de sortie peut donc retomber brusquement à la fin de l'émission d'une impulsion et constituer par conséquent une bonne impulsion transitoire négative de mise en fonctionnement du dispositif suivant de mise en forme d'impulsion D_2F . Ce circuit fonctionne de la même manière que celui qui vient d'être décrit si ce n'est que son impulsion de sortie est plus courte.

En fonctionnement, le transistor 338 est normalement conducteur en raison du courant de base circulant entre la masse et un potentiel de -6 volts à travers la diode constituée par la jonction base - émetteur du transistor 338 et une résistance de synchronisation de 340c de 10 kilohms. Le collecteur du transistor 338 est maintenu au voisinage du potentiel de masse tandis que le courant circule dans la charge du collecteur.

Il en résulte la coupure du transistor 335 et son maintien dans un état de non-conduction par l'intermédiaire du diviseur de tension à résistances associé connecté à un potentiel de + 6 volts, qui porte la base du transistor 335 à environ 0,9 volt au-dessus de la masse. L'autre borne de la diode isolante d'entrée 332a se trouve un potentiel intermé-

... ..

diode entre le potentiel de + 6 volts et la masse, c'est-à-dire qu'il est approximativement égal à 3 volts au-dessus de la masse. Par conséquent, la diode isolante 332a est polarisée à l'inverse par un potentiel au moins égal à 2 volts. Une transition négative d'entrée inférieure à 2 volts reste en effet sur l'état de conduction de la diode, et il faut un signal d'entrée au moins égal à 3 volts pour provoquer la conduction dans le transistor. Dans la pratique, il sera appliqué un potentiel d'entrée de 9 à 12 volts, ce qui assure l'établissement du courant d'excitation du transistor 335. Lorsqu'il apparaît une impulsion transitoire de sens négatif de ce type à l'entrée du différentiateur, le transistor 335 est conducteur, et il apparaît sur son collecteur une transition de sens positif du potentiel de -12 volts à la masse. Son collecteur est couplé à la diode 341 à la borne négative d'un condensateur de synchronisation 340a de 3,3 microfarades et par l'intermédiaire du condensateur, à la base du transistor 338. Le flanc raide appliqué à la base du transistor 338 interrompt le courant de collecteur qui, y circule, et le potentiel du collecteur retombe brusquement, ce qui renforce et maintient la conduction du transistor 335 tant que le transistor 338 restera à l'état de coupure. La durée de l'impulsion de sortie est donc fonction de la valeur du condensateur de synchronisation 340a et de la résistance 340c de 10 kilohms. En 35 millisecondes environ, la tension appliquée à la base du transistor 338 retombe à une valeur voisine de la masse et la conduction se rétablit dans le transistor 338. L'élévation du potentiel du collecteur entraîne la coupure du transistor 335, si bien que le potentiel de son collecteur retombe brusquement ce qui met fin à l'impulsion de sortie. La diode de sortie 341 découple le circuit de synchronisation à ce moment là, et le condensateur de synchronisation continue à se charger par l'intermédiaire de la résistance de 10 kilohms, jusqu'à 12 volts. L'impulsion transitoire négative apparaissant à la sortie de l'unité DF 330 provoque l'émission par l'unité D₂F 345 d'une impulsion de 5 millisecondes en raison de la présence, dans cette dernière unité du condensateur de synchro-

Comme on l'a vu plus haut, les circuits de verrouillage d'un magasinage de transition sont excités par application simultanée d'une impulsion représentant un maximum local voisin. Le passage à l'état de fonctionnement d'un circuit de verrouillage de la mémoire des transitions empêche l'excitation du circuit de verrouillage de valeur constante correspondant. Cette inhibition est assurée pour une période de 60 millisecondes après excitation du circuit de verrouillage de transitions par un circuit NI de 60 millisecondes représenté sur la ligne 18. Dans ce circuit, le transistor 361 est normalement conducteur en raison du courant de base qui circule dans la diode base-émetteur du transistor. Le courant de base circule entre la masse et un potentiel de -12 volts en passant par la diode émetteur-base et un diviseur de tension qui comporte les résistances 362 et 363. Le courant collecteur circule alors à travers une résistance 364 de 1 kilohm pour aboutir à la source de -12 volts. Le collecteur en conséquence est maintenu à un potentiel voisin de la masse, ce qui provoque l'activation de la ligne 351 qui constitue l'entrée d'un circuit de verrouillage de valeur constante qui sera décrit par la suite. Un condensateur d'entrée 360d au circuit NI est chargé à 10 volts environ et sa borne positive est à environ -2 volts, tandis que sa borne négative est à environ -12 volts. Lorsque la tension de l'une ou l'autre des entrées de la diode, 360a ou 360b, s'élève par suite de l'excitation d'un circuit de verrouillage de transition, le

074341

21

C

côté de niveau bas du condensateur 360d est ramené au voisinage de 0 volt. Cette élévation de 12 volts est communiquée à la jonction 360e du diviseur dont le potentiel passe de -2 volts à 10 volts environ. Il en résulte la coupure du transistor et la tension de la ligne de sortie 315 retombe à -12 volts. Le condensateur 360d se décharge alors et la tension de la base du transistor retombe à peu près au niveau de masse, ce qui provoque une reprise de la conduction du transistor. Cette opération prend environ 60 millisecondes et fournit un temps suffisant pour empêcher l'excitation d'un circuit de verrouillage d'état constant à partir d'une impulsion D_2F .

Les figures 19 et 20 respectivement représentent les configurations de circuits capables d'assurer les fonctions OU et ET. Le circuit OU est constitué par un certain nombre de diodes d'entrée 370a à 370d, connectées à une résistance commune 371, laquelle est à son tour connectée à un potentiel de -12 volts. L'impulsion d'entrée d'une diode quelconque provoque l'application d'un signal de sortie sur la ligne 372.

Le circuit ET 375 représenté sur la figure 20 comporte les diodes d'entrée 375a, 375b et 375c, connectées à une résistance commune 376, elle-même connectée à une source de + 6 volts. L'application simultanée d'impulsions sur toutes les diodes d'entrée provoque l'émission d'une impulsion de sortie sur la ligne de sortie 377.

L'émetteur-suiveur EF représenté sur la figure 22 sert essentiellement d'émetteur-suiveur d'excitation monté en push-pull du type décrit dans le brevet français déjà mentionné. L'émetteur suiveur comporte deux transistors 387 et 389 ; la base du transistor 387 est connectée à la sortie du circuit OU précédemment décrit, tandis que l'émetteur de ce transistor est directement connecté à la base et au collecteur du transistor 389 ainsi qu'à la sortie de la ligne 389a. Grâce à ce montage, le transistor 389 joue le rôle d'échangeur à impédance variable de manière à régler la charge pour permettre au transistor 387 de fonctionner efficacement en émetteur suiveur. Ce dernier fournit également un courant de commande posi-

tif lorsque le transistor 389 émet un courant de commande négatif, afin de traiter des charges de courant continu relativement élevées ou de décharger rapidement les capacités de lignes.

Le circuit NI 410, représenté sur la figure 23, comporte un circuit OU classique 400 à trois entrées et une ligne de sortie 401 connectée à la base d'un transistor 402 qui fonctionne en émetteur-suiveur afin de fournir les caractéristiques convenables de concordances d'impédances à l'entrée de deux transistors 404 et 406 qui jouent le rôle d'un inverseur de puissance monté en push-pull.

En fonctionnement, lorsque toutes les entrées du circuit OU 400 sont négatives, le transistor 402 est voisin de l'état de coupure, tandis que le transistor 404 est conducteur, tandis que le courant de base circule dans la résistance de charge 403 du transistor 402. Lorsque le transistor 404 est conducteur, le transistor 406 est maintenu au voisinage de l'état de coupure, tandis que le transistor 404 applique un courant positif à la charge. Lorsque le potentiel d'une entrée quelconque du circuit OU s'élève, le transistor 402 devient conducteur et provoque l'interruption du courant de base appliqué au transistor 404, ce qui fait passer celui-ci à l'état de coupure, et permet au courant de base de circuler dans le transistor 406. En conséquence, la sortie retombe à un niveau négatif de non-fonctionnement, et le transistor 406 fournit un courant négatif à la charge suivant les besoins. Ce circuit NI 410 fournit non seulement un signal de sortie continu, mais il possède une caractéristique de commande qui rend possible l'excitation de beaucoup d'autres circuits logiques représentés dans le système de matrice des consonnes. Le rôle de ce circuit NI 410 diffère de celui qui a été décrit à propos des impulsions transitoires des formants en ce que le premier circuit n'émet qu'une sortie temporaire, tandis que ce circuit émet un signal de sortie tant que durent les signaux d'entrée.

Le détecteur de pente 145 analyse la forme d'onde de commande automatique du gain pour déterminer la présence de transitions négatives.

67.341

C 1

tives brusques sur la ligne 37 transitions qui indiquent des éclats soudain de l'intensité de la voix. Le détecteur de pente représenté sur la figure 5 comporte un réseau d'entrée 146 et les transistors 154, 160 et 165. Le transistor 154, en association avec le réseau d'entrée 146, laisse passer, en fonction de la pente négative de la forme d'onde de sortie portée par la ligne 37, la sortie du dispositif de commande automatique du gain. Si la pente de la forme d'onde est assez grande, le courant circule en quantité suffisante pour provoquer la conduction du transistor 160, et il en résulte que ce transistor 160 émet une impulsion de sens positif qui est envoyée par l'intermédiaire du condensateur 155 à la base du transistor 154 ce qui provoque la formation d'une impulsion. Cette impulsion positive est appliquée directement à la base du transistor 165 par l'intermédiaire d'une résistance limitatrice montée en série 164. Les niveaux de sortie du transistor 165 sont normalement positifs et voisins de + 6 volts. La présence d'un éclat brusque de l'intensité de la voix se manifeste par une pointe de sens négatif de l'impulsion de -6 volts. Cette pointe est appliquée, par l'intermédiaire du circuit ET 120n qui le commande, de la ligne 148 à l'entrée d'un circuit de verrouillage d'indication d'éclat de voix représenté sur la figure 24.

L'inverseur double 390 a pour but de fournir des signaux de sortie complémentaires en réponse à l'application d'un signal d'entrée par un dispositif logique ; par exemple, le circuit OU représenté sur la figure 19. Le signal d'entrée est un signal de l'ordre de 0 volt pour indiquer une entrée de niveau "1" tandis qu'un niveau de -12 volts sert à indiquer un signal d'entrée de "0".

L'inverseur double représenté sur la figure 21 comporte un réseau diviseur d'entrée 391, deux transistors 392, 394 et un réseau à résistances et à diodes 393. En fonctionnement, lorsque le signal "0" de -12 volts est appliqué au réseau d'entrée 391, le transistor 392 est à l'état de coupure tandis que le transistor 394 est conducteur. Le potentiel au



collecteur de ce transistor 394 est de -10 volts, et il est appliqué à la ligne de sortie 395. Au même moment, le collecteur du transistor 392 est au potentiel de 0 volt qui est appliqué à la ligne de sortie 396. Lorsqu'un signal de fonctionnement de 0 volt est appliqué au réseau d'entrée 391, le transistor 392 passe à l'état de fonctionnement, tandis que le transistor 394 passe à l'état de coupure. En conséquence, le potentiel au collecteur du transistor 392 est égal à -10 volts, et il est appliqué à la ligne de sortie 396 tandis qu'au même moment, le potentiel du collecteur du transistor 394 est de 0 volt, et il est appliqué à la ligne de sortie 395. De cette manière, l'inverseur 12 joue le rôle de dispositif de connexion entre les circuits logiques, du fait qu'il fournit des sorties complémentaires ainsi que des circuits de faible impédance pour le courant entre ces circuits logiques.

Les fonctions d'emmagasinage et d'indication des formants sont assurées par des circuits de verrouillage, et l'on trouvera sur la figure 17 le schéma d'un circuit de verrouillage donné à titre d'exemple 350. Chaque circuit de verrouillage comporte un réseau à coïncidence de tensions d'entrée 351, deux transistors 353 et 356 et un indicateur 358. Avant sa mise en route, on lui applique une impulsion de remise à zéro afin de le ramener à l'état de repos.

A la suite de l'impulsion de remise à zéro, les deux transistors 353 et 356 sont à l'état de coupure. La base du transistor 353 est maintenue à un potentiel inférieur à -6 volts par la sortie , le collecteur du transistor 356. Ce dernier est maintenu à l'état bloqué par une ligne 354 connectée au collecteur du transistor 353 dont le potentiel est voisin de + 6 volts. Si les deux entrées 351a et 351b sont à des potentiels voisins de -12 volts, la base du transistor 353 est également à un potentiel voisin de -12 volts. Lorsque les potentiels d'entrées sont l'un à -12 volts et l'autre au niveau de masse, la résistance 352a de 10 kilohms montée dans la ligne de sortie 352 qui est connectée à un potentiel de -12 volts, limite

074041

le courant à une valeur de 0,4 milliamphères dans la résistance d'entrée équivalente de 5 kilohms, il en résulte une chute de tension nette de 2 volts par rapport à la tension d'entrée équivalente de -6 volts. Cette valeur ne tient pas compte de la chute de tension provoquée dans la diode 351d et qui s'ajoute à la tension de coupure. On peut donc maintenant à l'état de coupure le circuit de verrouillage alors qu'une seule des entrées est excitée.

Lorsque le potentiel des deux entrées s'élève au-dessus de la masse (0 volt) le courant circule dans la base du transistor 353 et le fait passer en état de fonctionnement. La tension du collecteur retombe et fait passer en état de fonctionnement le transistor 356 dont le potentiel au collecteur s'élève au voisinage du potentiel de masse, ce qui provoque l'allumage du voyant. La résistance 352a de 10 kilohms montée entre la sortie et la base du transistor 353 fournit un courant de base suffisant pour maintenir ce transistor en état de fonctionnement même si la tension des deux entrées retombait à -12 volts. La diode isolante d'entrée 351d est dans ce cas polarisée à l'inverse, si bien que le courant de base ne s'échappe pas du circuit de base du transistor 353. Ainsi donc, le circuit de verrouillage reste à l'état de fonctionnement jusqu'à ce qu'il soit ramené au repos.

Lorsque l'on actionne la touche de remise à zéro ou de restauration R, une impulsion de remise à zéro, de 0 volt à -12 volts, est appliquée à l'émetteur du transistor 353 et le fait passer à l'état de coupure. Le voyant s'éteint et le transistor 356 passe à l'état de coupure. Il en résulte que le potentiel de la base du transistor 356 s'élève à -6 volts de sorte que le transistor reste à l'état de repos lorsque la ligne de remise à zéro commune revient à 0 volt. On peut incorporer dans la ligne de remise à zéro un dispositif à retard, de la manière représentée, pour assurer la remise à zéro lors de l'application d'énergie. On trouvera des circuits de verrouillage dans les unités FTS et ISD qui servent à ~~emmagasiner~~

des transitions décroissantes (S) croissantes (R) ainsi que des formants constants (S). Les circuits de verrouillage servent également, dans la matrice de consonnes C'S, à ~~emmagasiner~~ emmagasiner des caractéristiques vectorielles représentant les sons consonnes du spectre vocal.

Le basculeur de commande de la conversation 303, figure 14, est excité en réponse à l'actionnement d'une touche PT pendant l'émission des mots dans le microphone 1 en vue de leur identification. La sortie de ce basculeur excite la ligne de porte 325 connectée à tous les circuits ET 320 du système de repérage des formants, ce qui permet l'introduction de tous les formants identifiés, y compris les signaux représentatifs des sons voisés et fricatifs, dans le dispositif de détection des transitions des formants et dans la matrice de consonnes. Aucun élément de la parole n'est ~~emmagasiné~~ emmagasiné en vue de son identification si le basculeur de commande de conversation n'est pas à l'état de fonctionner.

Si l'on se réfère à la figure 14, le basculeur de commande de la conversation 303 comporte essentiellement quatre transistors 308, 314 et 320 et un condensateur de synchronisation 306 connecté au circuit d'entrée qui aboutit à la base du transistor 308. Tous ces éléments font partie du circuit de réseau qui constitue le basculeur de commande de la conversation. Les commandes de fonctionnement et de non fonctionnement du basculeur sont connectées à la touche PT qui comporte les contacts normalement fermés a et b. Dans le circuit de commande de fonctionnement, est intercalé un dispositif à retard 300 qui assure une protection contre les déclips de la touche lors de l'actionnement de cette touche.

Lorsque la touche de conversation se trouve en position normale, le transistor 308 est maintenu à l'état de coupure et le condensateur de retard 306 de 5 microfarads est totalement chargé. Le transistor 314 est également à l'état de coupure en raison de la polarisation négative appliquée par l'intermédiaire des contacts fermés b à la touche PT, à la ligne 302 et à la diode 315 qui maintient la base du transistor 314 au voisinage de -12 volts. Les transistors 312 et 320 sont conducteurs en raison de leur

: . . : : . . : . .

connexion avec les collecteurs des transistors 308 et 314 respectivement. La sortie du basculeur de commande de conversation est donc maintenue au voisinage de +6 volts qui est le niveau de non fonctionnement ou niveau "0" des entrées des circuits NON ET qu'il commande.

Lorsque la touche PT est enfoncée, le condensateur de synchronisation 306 commence à se décharger vers la masse par l'intermédiaire de la résistance 304 de 10 kilohms. Le verrouillage assuré par la diode à la base du transistor 314 cesse également. Toutefois, le transistor 314 reste à l'état de coupure tant que le transistor 312 est conducteur. Au bout d'un intervalle de 50 millisecondes environ, le transistor 308 est conducteur et provoque la coupure du transistor 312 dont le potentiel au collecteur s'élève, si bien que le transistor 314 envoie du courant à travers le voyant 316, et le transistor 320 passe également à l'état de coupure. La sortie apparaissant sur la ligne 325 retombe alors au niveau négatif de fonctionnement voisin de -6 volts. Tous les circuits ET négatifs connectés à la ligne 325 sont maintenant excités grâce à ce niveau négatif. A la fin de l'émission du mot, et lorsque l'on relâche la touche PT, la base du transistor 314 est verrouillée à -12 volts si bien que le potentiel du collecteur s'élève et rend conducteur le transistor 320 ce qui élève la sortie de la ligne 325 au voisinage de +6 volts. Il en résulte la désexcitation de tous les circuits ET négatifs, ce qui permet au condensateur de synchronisation de se charger à -12 volts par l'intermédiaire de la résistance de 100 ohms.

Le circuit à retard représenté au bas de la figure 2b assure un retard de 1 seconde pour la restauration du circuit de remise à zéro des circuits de verrouillage, lorsque le courant lui est appliqué. Toutes les tensions sont normales, et les circuits de verrouillage sont en état de non-fonctionnement lorsque le circuit de remise à zéro se ferme. On gagne ainsi l'assurance que tous les circuits de verrouillage d'emmagasinement seront en état de non fonctionnement lors de l'application du courant.

Le système entre en fonctionnement lorsque l'opérateur appuie sur la touche PT représentée sur la ligne 2c. Cette touche provoque le passage à l'état de fonctionnement du basculeur de commande de conversation (TCT303) qui fournit un signal de porte à la ligne 325 connecté à tous les circuits ET 120a à 120n représentés sur la ligne 2a et également aux circuits ET 120o, 120p et 120r représentés sur la figure 2c. Lorsque l'énergie sonore produite par la voix de l'opérateur ou par toute autre source passe dans le microphone 1, elle est envoyée dans le pré-amplificateur 2 qui fournit une enveloppe comprimée de la parole, enveloppe qui, par suite de l'effet dynamique de l'unité de commande automatique du gain (ACC 35) est un niveau constant.

Cette enveloppe comprimée de la parole est appliquée aux sélecteurs de fréquence FS de la figure 2a, au nombre de 14, qui portent la référence 80, et qui sont accordés de manière à détecter une bande de fréquences spécifique comprise entre 3750 et 260 cycles par seconde. En outre l'enveloppe comprimée de la parole est appliquée au sélecteur de sons fricatifs 60 et au sélecteur de sons voisés 59, également représentés sur la figure 2c, qui fournissent des signaux de sortie intégrés et inversés lorsqu'il se trouve des fréquences fricatives et voisées dans le spectre de la parole. Les signaux de sortie fournis par le sélecteur de fréquences en réponse à la détection de la présence de bande de fréquences particulière sont appliqués de ces divers sélecteurs à des lignes de sortie appropriées par exemple, la ligne 95 qui aboutit au système de repérage de formants P L représentés sur la ligne 2a.

Comme on l'a vu précédemment, le système de repérage des des formants utilise trois unités de base : les redresseurs 100, les détecteurs d'équilibre 110 et les circuits ET 120. Si l'on examine l'avancement des redresseurs et des détecteurs d'équilibre, on peut voir que la présence de formants, c'est-à-dire de pointe d'énergie d'une bande de fréquence particulière apparaît sur les sorties des détecteurs d'équilibre 110 qui sont au nombre de 13 dans le mode de réalisation représenté. Si l'on considère

pour le moment le détecteur d'équilibre BD 2, la ligne supérieure, référencée $R_2 R_3$, développe un signal négatif lorsque la quantité R_2 (sortie du redresseur 2) est supérieure à R_3 (sortie du redresseur 3). En revanche, lorsque la quantité R_3 est supérieure à R_2 , la ligne inférieure, qui porte la référence $R_3 R_2$, reçoit un signal négatif du détecteur d'équilibre BD2. Toutefois, lorsque les entrées du détecteur d'équilibre ED2 ont la même amplitude, il n'apparaît aucun signal négatif sur l'une ou l'autre des sorties en question. Chaque fois que l'on se trouve en présence d'un maximum local, un couple de lignes de sortie reçoit en coïncidence des signaux négatifs qui provoquent la transmission de ce signal de sortie par le circuit ET associé du groupe qui porte les références 120a à 120n, en direction du dispositif de mise en forme et d'intégration d'impulsion associé 120, ces dispositifs de mise en forme sont au nombre de 14 et portent les références IPS1 à IPS14. Ce dispositif de mise en forme et d'intégration des impulsions a pour rôle d'éliminer toutes impulsions transitoires indésirables qui peuvent apparaître dans la forme d'onde appliquée qui représente la présence d'un formant dans le spectre de la parole.

A la sortie des divers dispositifs de mise en forme et d'intégration des impulsions, l'énergie constituée par les formants du spectre comporte à la fois les caractéristiques voyelles et les caractéristiques consonnes. On verra maintenant une explication de la façon dont sont détectées les caractéristiques voyelles indicatrices de transitions décroissantes de transitions croissantes, ou de formants invariables. La détection des transitions croissantes et décroissantes est assurée par les différentiateurs DF1 à DF14, en association avec les circuits de verrouillage de valeurs décroissantes 350, représentés sur les figures 2b et 2d. Les formants invariables, c'est-à-dire les formants constants sont détectés et emmagasinés par les différentiateurs D_2F1 à D_2F14 en association avec les circuits NI et les circuits de verrouillage d'état constant 350 représentés également sur les figures 2d et 2b.

On comprendra la description de la détection des transitions décroissantes et croissantes si l'on considère ce qui se passe pour des fréquences immédiatement supérieures ou immédiatement inférieures à une bande de fréquences donnée. On définit une transition croissante comme la transition détectée dans une bande de fréquences immédiatement supérieure à une bande de fréquences donnée dans laquelle a été détectée la fin d'un formant. Par contre, une transition décroissante est la transition détectée dans une bande de fréquence immédiatement inférieure à celle d'une bande de fréquence donnée dans laquelle a été détectée la fin d'un formant.

Pour expliquer l'action précise des conditions ci-dessus on considérera à titre de référence sur la figure 2 le dispositif de mise en forme et d'intégration des impulsions 2, et en particulier sa ligne de sortie M2 sur laquelle est détectée la terminaison d'un maximum local (c'est-à-dire un formant) associé à la fréquence donnée (c'est-à-dire la fréquence choisie) détectée par le sélecteur de fréquence S2. La ligne M2 représentée sur le dessin est connectée à l'entrée supérieure du circuit de verrouillage 2R et également par l'intermédiaire de la ligne de dérivation M2' à l'entrée inférieure du circuit de verrouillage 1P ainsi qu'à l'entrée de DP2. Si l'on suppose en outre qu'il apparaît une impulsion transitoire croissante sur la ligne M1 au moment où s'achève sur la ligne M2 le maximum local, il s'ensuit que la transition croissante indiquée sur la ligne M1 est transmise à l'entrée supérieure du circuit de verrouillage 1R, ce qui imprime sur celui-ci un niveau de tension 0. En conséquence, lorsque s'achève le maximum local sur la ligne M2, un signal de -12 volts est appliqué à l'entrée du différentiateur DP2, ce qui entraîne l'application d'une tension de sortie de 0 volt à la ligne de sortie DP2a. Cette sortie se maintient pendant l'intervalle de 35 millisecondes, comme on peut s'en rendre compte d'après le diagramme des temps représenté sur la figure 16b. La sortie de 0 volt est également appliquée à l'entrée inférieure du circuit de verrouillage 1R. La présence de ce potentiel de 0 volt sur les deux entrées supérieure et inférieure du circuit

0010011

de verrouillage 1R, fait passer celui-ci à l'état "1" de la manière décrite plus haut. Le passage à l'état "1" du circuit de verrouillage 1R provoque l'émission par celui-ci d'un signal sur la ligne de sortie M2R pour indiquer l'une des caractéristiques voyelles d'une transition croissante.

Pour expliquer l'effet d'une transition décroissante par rapport à la fin d'un maximum local sur la ligne M2, on considérera l'apparition d'une impulsion transitoire sur la ligne M3, (la ligne M1 restant inactive), au moment où le maximum local s'achève sur la ligne M2. On se rend compte d'après ces considérations que le potentiel de 0 volt est appliqué à l'entrée inférieure du circuit de verrouillage 2F. A peu près au même moment la sortie de la ligne DF2a applique également un potentiel de 0 volt à l'entrée supérieure du circuit de verrouillage 2F. En conséquence le circuit de verrouillage 2F passe en état de fonctionnement et émet un signal de sortie sur la ligne M2F ce qui indique la présence d'une caractéristique voyelle présentant une transition décroissante.

Pour se rendre compte de l'effet d'une condition constante ou invariable, pour laquelle on se trouve en présence d'un formant invariable, on considérera qu'il ne se trouve d'impulsions provisoires ni sur la ligne M1, ni sur la ligne M3 au moment où un maximum local s'achève sur la ligne M2. Dans ces conditions, les lignes M3 et M1 appliquent un signal de -12 volts sur l'entrée inférieure du circuit de verrouillage 1R ainsi que sur l'entrée supérieure du circuit de verrouillage 1R. Les autres entrées de ces deux circuits de verrouillage sont maintenues au potentiel 0 pendant 35 millisecondes en raison de la constante de temps du différentiateur DF2. Etant donné qu'une seule des entrées de ce circuit de verrouillage 1R et 2F est au potentiel 0 volts, ces circuits de verrouillage ne peuvent passer à l'état "1". L'expiration de l'impulsion de 35 millisecondes provenant du différentiateur DF2 provoque l'émission par le différentiateur DF2-F2 une impulsion de 5 millisecondes qui est appliquée à l'entrée supérieure du circuit de verrouillage 2F qui sert à emmagasiner les formants invariables. L'entrée

du bas de ce circuit de verrouillage est connectée à la sortie du circuit NI 2 dont les entrées a et b respectivement sont connectées aux sorties des circuits de verrouillage 1R et 2F qui, comme on l'a vu plus haut, se trouvent tous deux à l'état "0" à ce moment là. Etant donné qu'aucune des entrées du circuit NI 2 n'est excitée, l'impulsion d'inhibition négative de 60 millisecondes n'apparaît pas, ce qui entraîne l'application d'une tension 0 à l'entrée du bas du circuit de verrouillage 2F. Au même moment, une tension 0 est appliquée à l'autre entrée de ce circuit de verrouillage, ce qui entraîne le passage à l'état "1" du circuit de verrouillage 2F. La sortie de ce circuit de verrouillage est appliquée à la ligne M2F qui indique une caractéristique fixe, c'est-à-dire invariable, de l'une des voyelles du spectre sonore. De cette manière, le présent mode de réalisation fournit 14 caractéristiques invariables M1S à M14S, 13 caractéristiques transitoires croissantes M2R à M14R, soit au total 40 vecteurs sur les lignes portant les références appropriées sur les figures 2b et 2d qui constituent les caractéristiques voyelles de la parole.

Description va maintenant être faite du développement des caractéristiques consonnes. Les caractéristiques consonnes dérivent des formants émis par le système de repérage des formants SR représenté sur la figure 2a et qui fournit des sorties de formants sur les lignes M1 à M14. Ces formants sont transmis par l'intermédiaire des lignes M1a à M14a qui sont connectées au dispositif d'excitation des formants MD représenté sur la figure 2e. Le dispositif de commande ou d'excitation des formants comporte les circuits OU 370, les inverseurs doubles (DI) 390, les circuits ET 375n les émetteurs suivants 385 et les dispositifs NI 410. Ces dispositifs sont connectés de la façon représentée à chacune des lignes de sortie portant les références FDa, FDb, FDe, FDe et FDe. Ces sorties se combinent avec les quatre catégories de consonnes qui portent en code F.V, F.V, F.V et F.V, qui sont transmises sur des lignes portant les références appropriées connectées à l'entrée de la matrice d'emmagasinage des consonnes MS que l'on

peut voir sur la figure 2f. Ces quatre sorties codées sont développées par le dispositif d'excitation de sons fricatifs et voisés FVT représenté sur la figure 2c. Ces sorties codées dérivent d'énergies fricatives et voisées apparaissant respectivement sur les lignes FO et VO représentées sur la figure 2c. Ces dernières lignes sont connectées spécifiquement à une paire d'inverseurs doubles 390 qui fournissent chacune des sorties complémentaires, de la manière précédemment décrite, à quatre lignes DIA, DIB, DIC et DID connectées de la manière indiquée à quatre circuits ET dont les sorties portent les références F.V, F.V, F.V et F.V. Les circuits ET du dispositif d'excitation de sons fricatifs et voisés FVD sont rendus passants par un dispositif de commande commun, connecté à un commutateur de consonnes CF. Ces quatre catégories codées comme on l'a vu plus haut représentent les quatre catégories essentielles de consonnes, à savoir :

- 1/ Les fricatives et les sifflantes - f, s, sh, k, t, ch ;
- 2/ Les consonnes voisées ou liquides- w, b, g, m, l, y ;
- 3/ Les fricatives voisées - v, z, zh, j, d ;
- 4/ Les aspirées non voisées - h, k doux, p.

Ces quatre conditions d'énergie fricative et voisée se combinent avec les formants produits sur les lignes M1a à M13a au moyen du dispositif d'emmagasinage de la matrice de consonnes CMS pour donner 15 caractéristiques de consonnes sur des lignes de sortie portant les références appropriées, à savoir f, w, v, s, m, z, sh, l, zh, k, g, j, h, k' et h'. Le présent mode de réalisation fournit donc 15 caractéristiques consonnes 40 caractéristiques voyelles, y compris une caractéristique de pointes brues, soit au total 56 caractéristiques qui permettent d'englober complètement les différentes émissions de voix du spectre de la parole.

A titre d'exemple du procédé de représentation d'une voyelle au moyen de vecteurs on considérera le son voyelle anglais "i". Il s'agit d'une voyelle composée prononcée "ahee" et qui est représentée dans le présent système par un code vectoriel de 9 bits représenté par les lignes sui-

vantes : M2F, M3S, M5S, M6R, M7R, M9F, M10F, M11F, M13S...C'est le code unique de la voyelle "i" prononcée comme ci-dessus et une analyse révèle que l'effet du formant est le suivant.

1° La fréquence inférieure du formant est fixe et est indiquée par le vecteur M13S.

2° Le formant immédiatement supérieur commence en M9 et retombe de deux bandes de fréquence jusqu'en M11 où il se termine ce qu'indiquent les vecteurs M9F, M10F, M11S.

3° Le formant immédiatement supérieur commence en M7 et s'élève de deux bandes de fréquence jusqu'en M5 où il se termine, ce qu'indiquent les vecteurs M7R, M6R, M5F.

4° Le formant le plus élevé part de M2 et retombe en M3 où il reste fixe, ce qu'indiquent les vecteurs M2F, M3S.

On peut donc voir qu'avec 9 bits d'information, on peut rendre une voyelle relativement compliquée ; mais ce qui est plus important c'est que l'on obtient un code unique pour une voyelle donnée, quelles que soient les circonstances.

Bien que l'on ait décrit dans ce qui précède et représenté sur le dessin les caractéristiques essentielles de l'invention appliquées à un mode de réalisation préféré de celle-ci, il est évident que l'homme de l'art peut y apporter toutes modifications de forme ou de détail qu'il juge utiles sans sortir pour autant du cadre de la dite invention.

R E S U M E

La présente invention a pour objet un système d'analyse et d'identification de la parole, caractérisé par les points suivants considérés isolément ou en combinaison :

1 - Le système comprend : plusieurs analyseurs de formes d'ondes produisant chacun une amplification de sortie qui est une fonction de l'énergie présente dans la forme d'onde analysée ; un dispositif de dé-

... ..

tection d'énergie de crête sensible aux énergies présentes dans les formes d'ondes adjacentes analysées de manière à produire des signaux de maxima locaux, à raison d'un pour chaque maximum local détecté ; un dispositif de transition pour détecter les transitions d'énergie de crête survenant entre des formes d'ondes adjacentes ; et un dispositif pour traduire les transitions détectées sous la forme de bits codés, chacun représentant une caractéristique particulière et significative d'un son dans le spectre sonore analysé.

2 - Le système comprend plusieurs analyseurs de fréquences, chacun d'eux étant sensible à une bande de fréquences particulière présente dans le spectre sonore analysé et produisant une amplification de sortie qui est une fonction de l'énergie présente dans les fréquences analysées.

3 - On prévoit des analyseurs de sons fricatifs et voisés accordés respectivement sur les fréquences de sons fricatifs et voisés présentes dans le spectre, comprenant des moyens pour produire des signaux de sorties fricatifs et voisés appropriés.

4 - Des dispositifs de détection d'énergie de formants fonctionnent en réponse aux énergies présentes dans les bandes de fréquences adjacentes analysées de manière à produire des signaux de formants, à raison d'un pour chaque formant détecté.

5 - Un dispositif de transition de formant détecte les transitions d'énergie de crête survenant entre des signaux de formants adjacents.

6 - Un dispositif de détection d'énergie d'invariants est relié au dispositif précité de transition de formant de manière à détecter la présence d'invariants, ce dispositif de détection comprenant des moyens pour traduire les invariants sous la forme de signaux de bits codés.

7 - Un dispositif est prévu pour traduire les transitions de formant détectées sous la forme de bits codés, chacun représentant

7

... : : ...

tant une caractéristique particulière et significative d'un son de voyelle dans le spectre.

8 - Une matrice de sons fricatifs et voisés fonctionne en réponse aux signaux de sortie fricatifs et voisés de manière à fournir des signaux codés fricatifs et voisés représentant des classes différentes d'énergie fricatives et voisées présentes et absentes dans le spectre sonore.

9 - Une matrice de consonnes fonctionne en réponse aux signaux de formants et aux signaux codés fricatifs et voisés de manière à fournir des signaux codés caractéristiques des consonnes dans le spectre sonore.

10- Le dispositif de détection de transition de formants comprend : un réseau comportant plusieurs premiers organes de différenciation, chacun d'eux étant relié à une ligne de transmission de formant différente et fonctionnant en réponse à une fin de formant de manière à fournir un signal de sortie différencié sur une ligne de sortie, chacune de ces lignes de sortie étant associée à une bande de fréquences particulière du spectre ; plusieurs organes d'emmagasinage de transitoires croissantes et plusieurs organes d'emmagasinage de transitoires décroissantes, ces organes étant associés par paires comprenant chacune un organe du premier type et un organe du second type, chacun de ces organes d'emmagasinage de transitoires ayant une sortie et une paire d'entrées sensibles à la coïncidence de signaux d'entrée, chaque paire d'organes d'emmagasinage de transitoires étant reliée à une ligne de sortie différenciée, différente de manière à constituer un arrangement parallèle dans lequel une ligne de sortie différenciée quelconque représente une bande de fréquences entre une bande adjacente de fréquences plus élevées et une bande adjacente de fréquences plus basses au spectre et soit un organe d'emmagasinage de transitoire croissantes, soit un organe d'emmagasinage de transitoire décroissantes de chaque paire d'organe d'emmagasinage étant sensible à une coïncidence de signaux d'entrée constituée d'un signal de sortie différencié associé et d'un signal transitoire soit croissant soit décroissant associé à une

674341

37

bande de fréquences adjacente, selon qu'une transitoire croissante ou décroissante respectivement est produite, de manière à ~~emmagasiner~~ manifester la transitoire appropriée.

11 - Le dispositif de détection d'invariant comprend : plusieurs seconds organes de différentiation ayant des entrées reliées respectivement aux sorties des premiers organes de différentiation. chacun d'eux étant sensible à un premier signal de sortie différentié de manière à produire un second signal de sortie différentié ; plusieurs organes de comparaison, chacun d'eux ayant une paire d'entrées et une sortie, chaque paire d'entrées étant reliée à une paire différente de sorties d'emmagasinage de transitoire associées respectivement à un organe d'emmagasinage de transitoire croissante et à un organe d'emmagasinage de transitoire décroissante les dits organes de comparaison fournissant un signal de sortie constant en réponse à l'absence simultanée d'une transitoire croissante et d'une transitoire décroissante dans l'organe d'emmagasinage associé ; et plusieurs organes d'emmagasinage de condition d'invariant, chacun d'eux étant sensible à une coïncidence d'un second signal de sortie différentié et d'un signal de sortie constant de manière à ~~emmagasiner~~ manifester une caractéristique sonore d'invariant.

DEUXIEME 14-24 décembre 1965

TS
N
P. l'on de ...

[Signature]

21.72

21.72

2

Social -
BUSI...

BUSI...

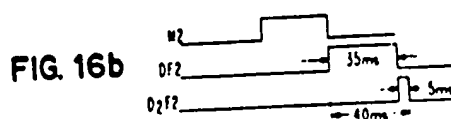
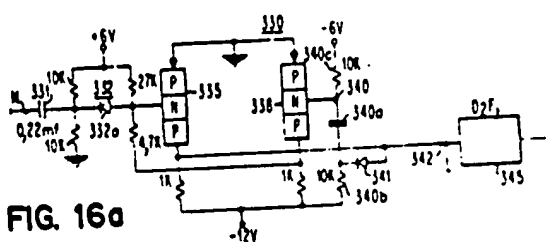
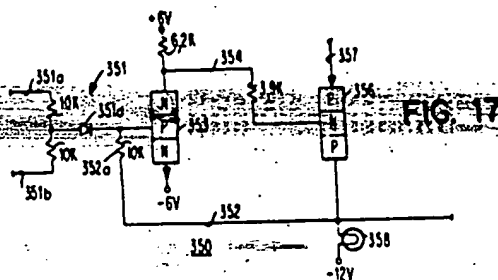
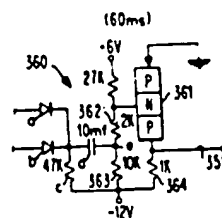
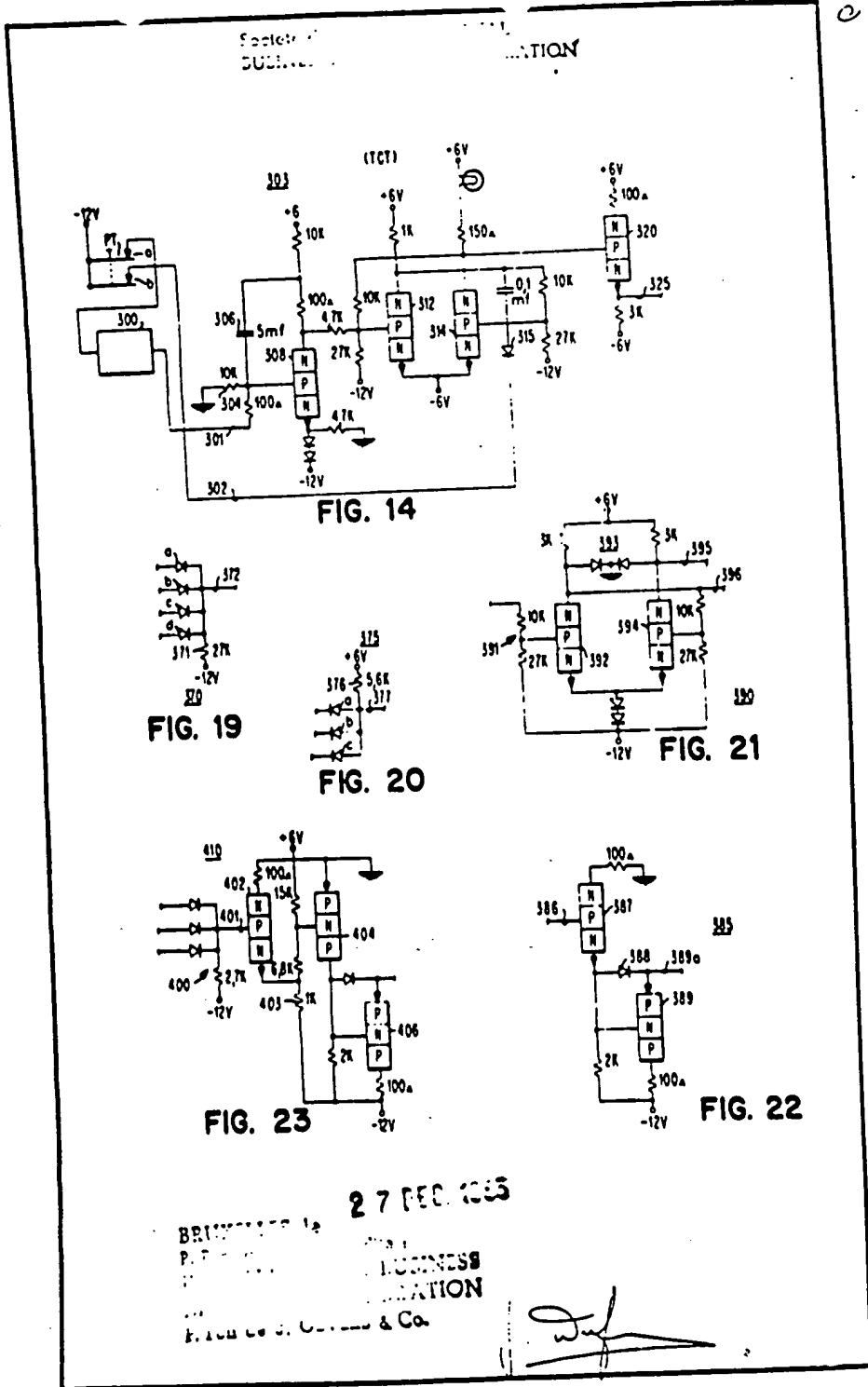


FIG. 2a	FIG. 2b
FIG. 2c	FIG. 2d
FIG. 2e	FIG. 2f



BRUXELLES, le 27 1955
P. Pou de J. GEVEES & Co.
MACHINES COMPTABLES

MACINNES CORPORATION
P. Pou de J. GEVEES & Co.



41

Société
BUSINESS

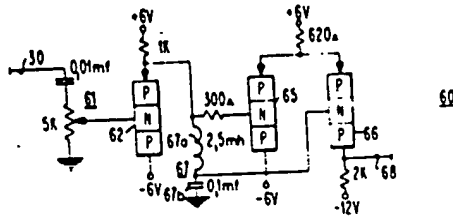


FIG. 10

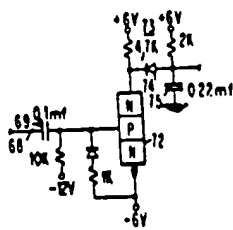


FIG. 11

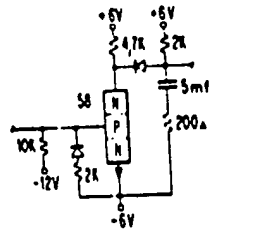


FIG. 13

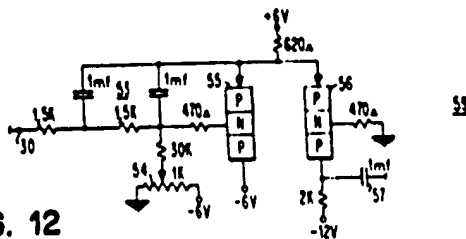


FIG. 12

275

275
P. Ten C. Co.

[Signature]

6743.1

pl.9

Section
BUSINESS

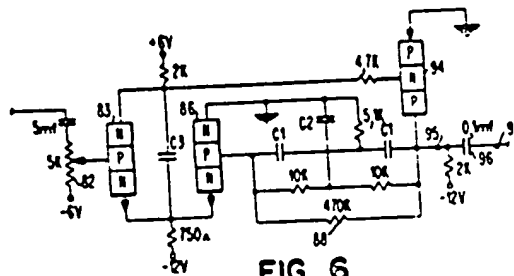


FIG. 6

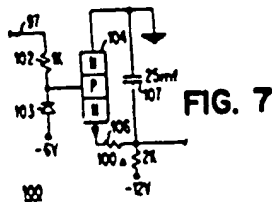


FIG. 7

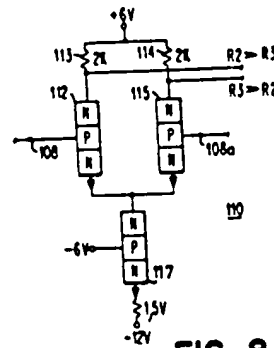


FIG. 8

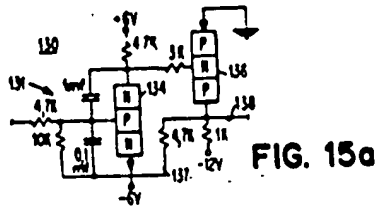


FIG. 15a

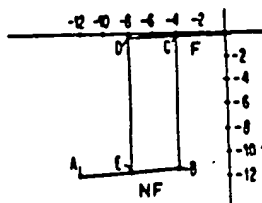


FIG. 15b

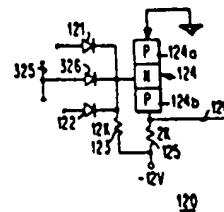


FIG. 9

BRUXELLES 10 27 1958
M. J. GEVEKS & Co.
P. 100 de J. GEVEKS & Co.

[Signature]

67341

2

FIG. 3

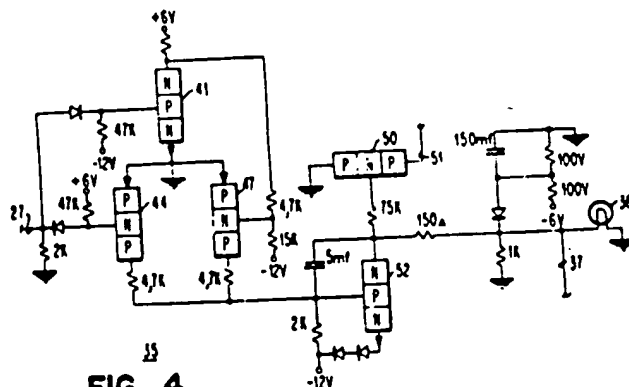


FIG. 4

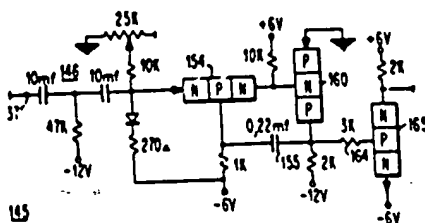


FIG. 5

BRUXELLES, le 20 Mars 1963
Monsieur J. GLENN & Co.
Fusion de J. Glenn & Co.

[Signature]

Société
BUSINESS

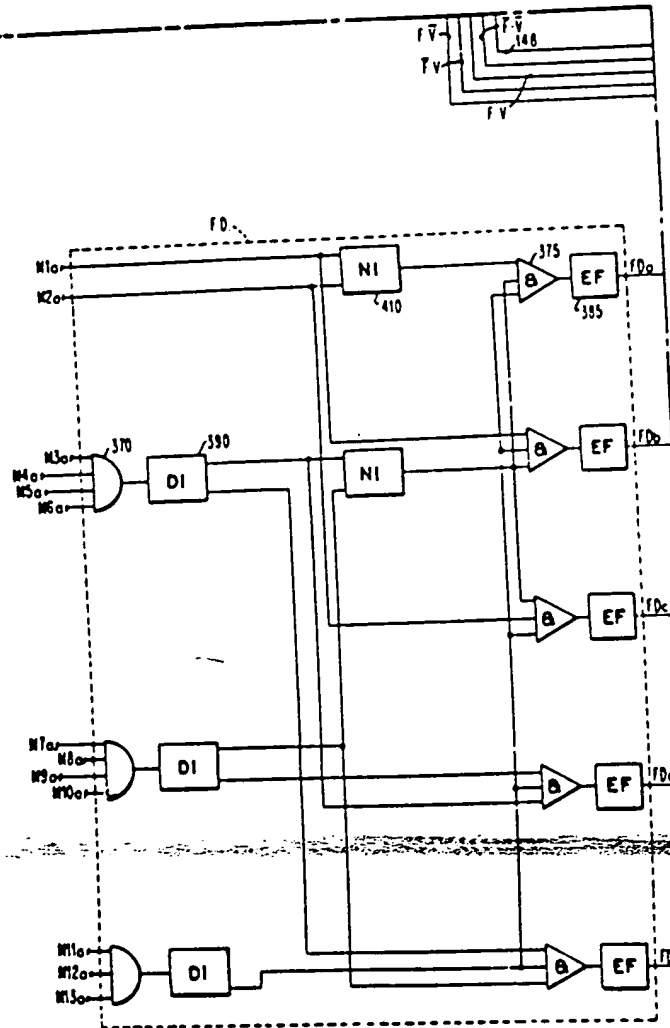


FIG. 2e

BRUXELLES, le 27/11/1955
P. P. de J. CEVEKS & Co.
BUSINESS
MACHINES CORPORATION
P. P. de J. CEVEKS & Co.

J. Duf

45

c

Société de
BUSINESS INFORMATION

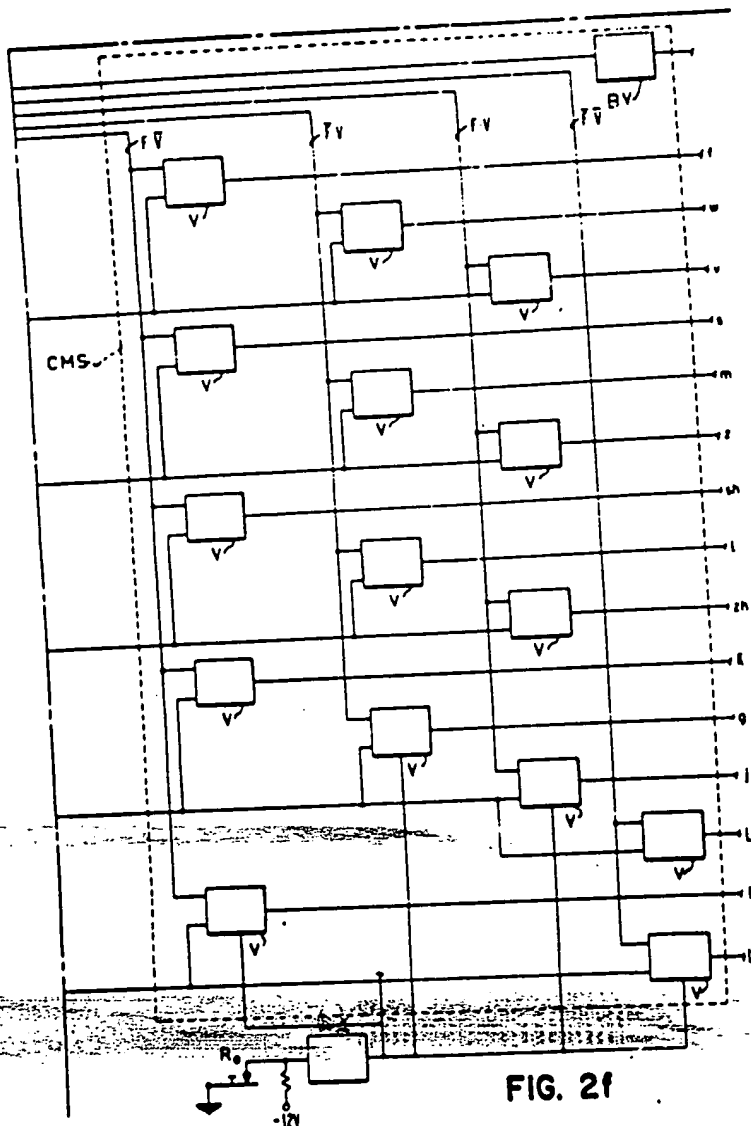
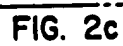


FIG. 2f

BRUXELLES, le 2 1963
P. I. ...
IN. ... BUSINESS
MAGNETIC CORPORATION
P. Van de J. GEVERS & Co.

[Handwritten signature]

p1.4



BRUXELLES le 2 Mars 1963
 F. P. de S. C. O. (S. C. O.)
 M. de S. C. O. (S. C. O.)
 M. de S. C. O. (S. C. O.)
 F. P. de S. C. O. (S. C. O.)

47

074041

pl.5

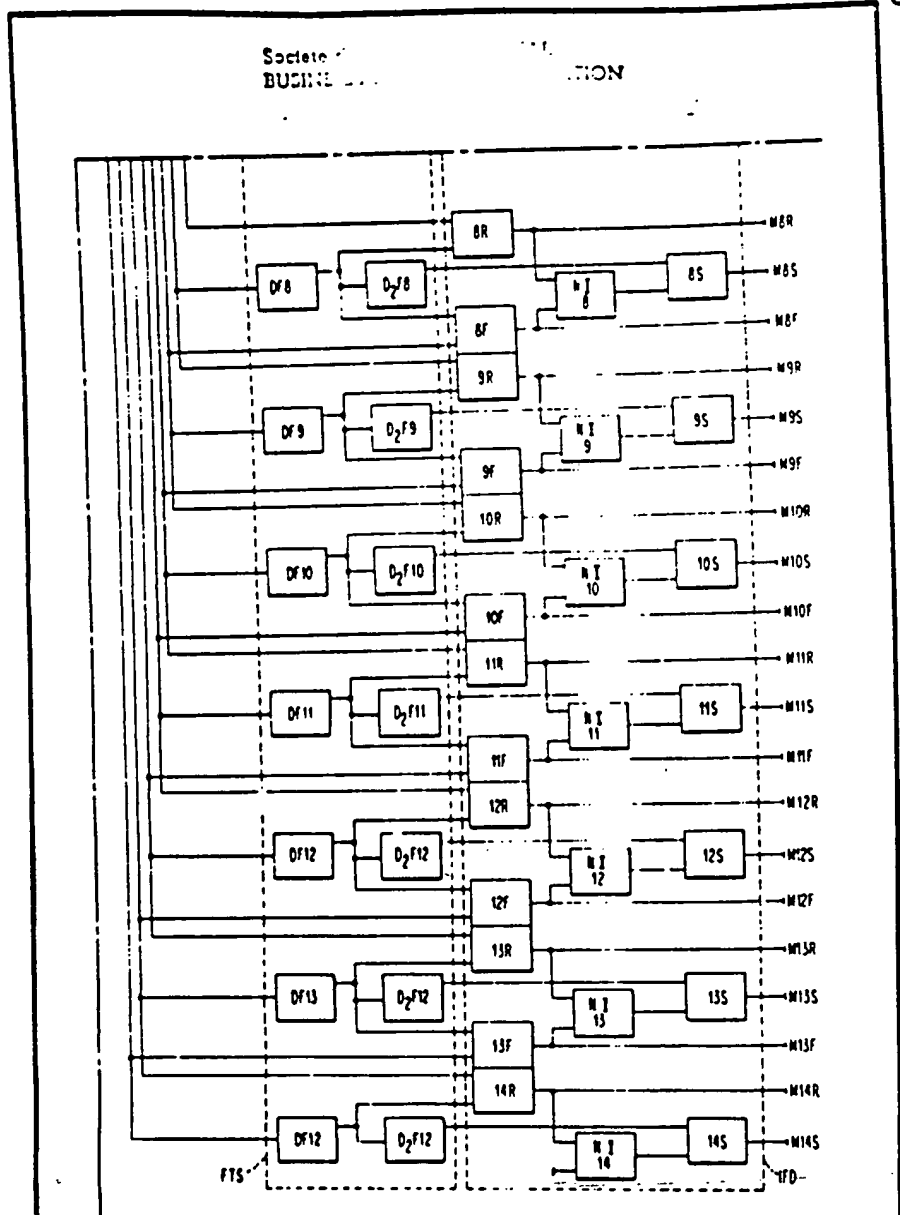


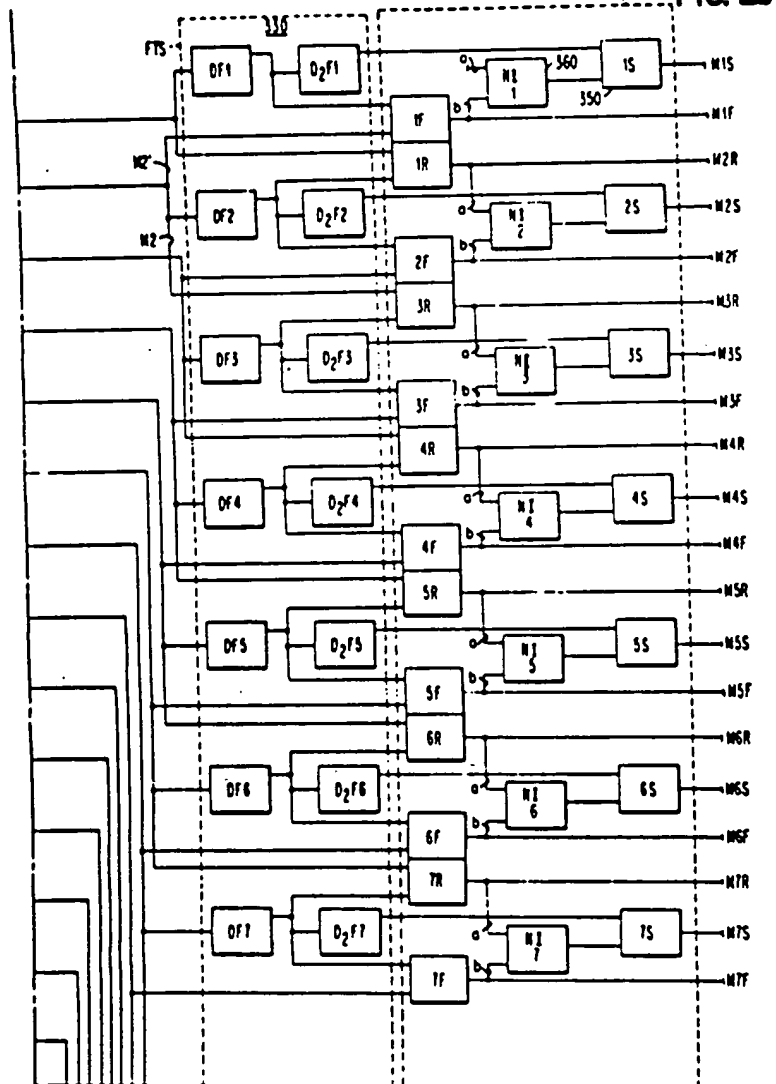
FIG. 2d

BRUXELLES, le 27 Mars 1953
 P. De ...
 IR ...
 M ...
 P. Pon de J. GEVEES & Co.

[Handwritten signature]

NON

170.



BRUXELLES le 27 DEC 1959
 P. Pou de J. G. F. & Co.

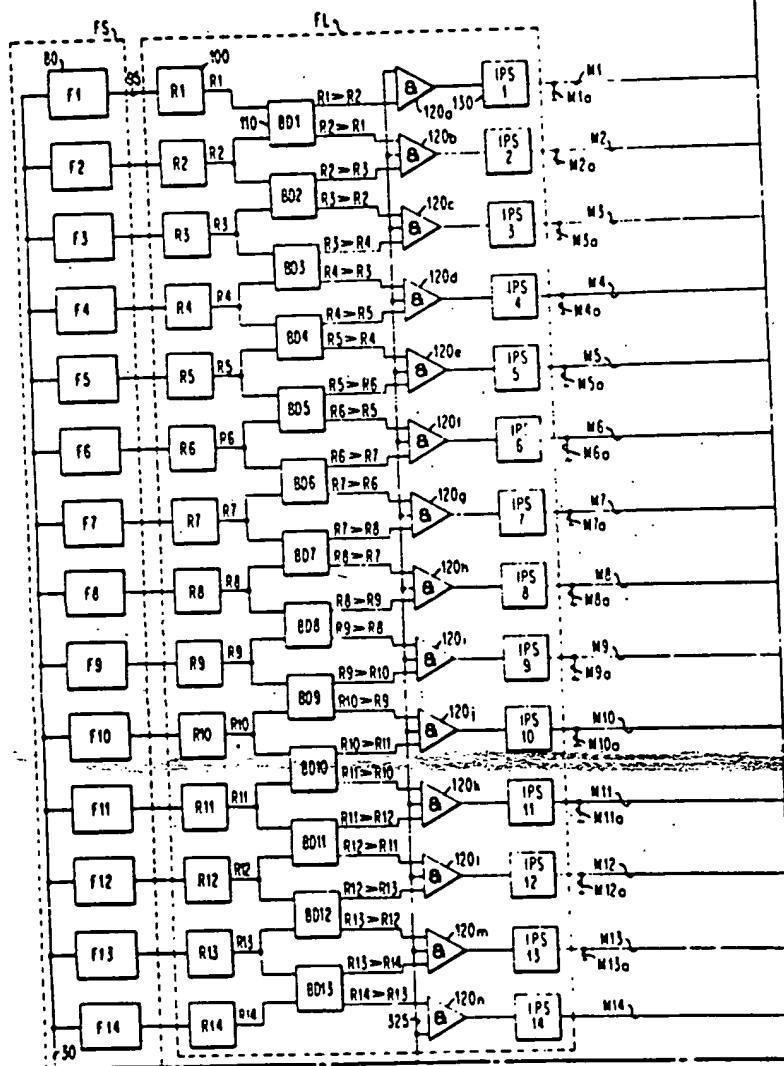
49

0 0 0 0 0

c

Société
BUSINESS

FIG. 2a



BRUXELLES 10 2 1955
11
MACHINES
E. POU & J. GUYLES & Co.

[Signature]

